

## 明細書

## 電力線搬送用モデム結合回路

## 技術分野

5 本発明は、電力線搬送システムに於ける電力線とモデムとを結合する為の電力線搬送用モデム結合回路に関する。

## 背景技術

電力線搬送システムは、電力線を伝送路として各種のデータを送受信するもので、既に各種提案され、且つ実用化されている。その場合の電力線とモデムとを結合する為に、コンデンサによる結合回路やトランスによる結合回路或いはコンデンサとトランスとを組合せた結合回路が知られている。例えば、電力線にコンデンサを介してトランスの一次巻線を接続し、トランスの二次巻線に受信回路を接続した構成や、電力線とトランス結合した通信装置を設けた構成が知られている。

又通信用トランスとして、各芯線を並列的に接続した多芯平行線をコアに巻回して一次巻線とし、そのコアに通常の芯線を巻回して二次巻線とした構成が知られている。又トランスに3個の二次巻線を設け、その中の2個の直列接続の二次巻線に抵抗を介して送信側の回路を接続し、3個の直列接続の二次巻線に抵抗を介して受信側の回路を接続した送受共用の二次巻線部分を有し、それによって送信信号レベルを高くし、且つ反響消去回路を簡単化する為の構成が知られている

(特開平8-98277号公報、特開2001-186063号公報、特開2001-267139号公報、特開2001-136107号公報参照)。

トランスは、電力用と通信用とに分けることができ、電力  
5 用のトランスは、雑音や歪等により電力変換効率が重視され  
るが、通信用のトランスは、微小信号でも歪みなく伝送する  
ことが重視される。又電力線搬送システムに用いるトランス  
10 は、通信用のトランスに類似するが、低電圧の通信回線とは  
異なり、100V以上の高い電圧の電力線に接続し、且つ電  
力線には大振幅の雑音成分が重畠されていることを考慮する  
必要がある。

従って、電力線搬送用モデムに用いるトランスに対する要  
望は、第一に、大電流ドライブに耐え、且つ小型／安価／高  
性能のトランスであること、第二に、線間容量は、コモンモ  
15 ードインピーダンスをできるだけ大きくする為に、できるだ  
け小さい値であること、第三に、送信側ではコモンモード漏  
洩電流の最小化による漏洩電磁界の最小化の為に、対地間平  
衡度はできるだけ大きいこと、又受信側では、コモンモード  
ノイズ耐力の向上の為、対地間平衡度はできるだけ大きいこ  
20 と、第四に、送信THD (Total-Harmonic-Distortion) は不要な帯域外スプリアスの最小化  
の為に、できるだけ大きいこと、又雑音THDは受信側での  
大振幅雑音環境下で微小振幅信号を受信可能とする為に、で  
きるだけ大きいこと、第五に、効率のよい大電流ドライブを  
25 実現する為に、電流ピーク点が伝送帯域内にあり、且つ、で

きるだけ低インピーダンスドライブを実現できること、第六に、安定した受信特性を実現する為に、伝送特性はできるだけ平坦であること等がある。

前述の要望に対しては、例えば、送信側では、回線側ドライブ電流は最大 1.4 A 以上、 $1.0 \Omega \sim 3.0 \Omega$  の範囲内の低ドライブインピーダンス、効率よく信号注入する為、伝送帯域 ( $150 \text{ kHz} \sim 450 \text{ kHz}$ ) 内に電流ピーク点を持ち、送信信号の歪み (送信 THD) は、電波法施行規則第 46 条の 2 のスプリアス規格 ( $450 \text{ kHz} \sim 5 \text{ MHz}$  に於いて  $56 \text{ dB } \mu \text{V}$  以下、 $5 \text{ MHz} \sim 30 \text{ MHz}$  に於いて  $60 \text{ dB } \mu \text{V}$  以下) を満足すること、受信側では、対地間平衡度が  $50 \text{ dB}$  以上、雑音 THD は  $60 \text{ dB}$  以上、群遅延特性は伝送帯域内で  $3 \mu \text{s}$  以下、微小受信レベルは、 $-95.0 \text{ dBm/kHz}$  (所要  $S/N = 15 \text{ dB}$  時に於いて) 以下等を挙げができる。

しかし、従来の通信用トランスと称されるトランス及び電力線搬送用のトランスは、前述の第一乃至第六の要望に対して総て満足する構成ではなく、且つこのような問題点についても提起されていない。

本発明は、前述の第一乃至第六の要望に総て満足できる構成のトランスを含む電力線搬送用モデム結合回路を提供することを目的とする。

### 発明の開示

本発明の電力線搬送用モデム結合回路は、図 1 を参照して

説明すると、電力線に接続してデータの送受信を行う為の電力線搬送用モデム結合回路に於いて、ギャップを形成したコア1aと、このコア1aにバイファイラー巻線を1層構成として設けた一次巻線N1a, N1bと、この1層構成の一次巻線を上下に挟み込むように設けて送信回路2に接続した二次巻線N2と、受信回路3に接続した二次巻線N3とを有するトランス1と、電力線L1, L2に他端を接続するバイファイラー巻線構成の一次巻線をシリアル接続構成とするよう10に該バイファイラー巻線の他端の一次巻線の中点に接続した結合コンデンサC1と、バイファイラー巻線構成の一次巻線N1a, N1bに接続した電流制限抵抗とを備えている。

又トランス1を介して伝送する信号帯域の低い周波数帯域に於ける送信信号歪特性及び雑音歪特性を満足できる充分に大きなインダクタンスの範囲を第一の範囲とし、大電流ドライプ及び大振幅雑音電流に耐えることができる充分に小さいインダクタンスの範囲を第二の範囲とし、前記トランスの一次巻線によるインダクタンスと前記結合コンデンサとの直列共振周波数が、信号の伝送帯域外の低い周波数となる充分に大きなインダクタンスと結合コンデンサとの値の組合せの範20囲を第三の範囲とし、前記トランスのリーケージインダクタンスと前記結合コンデンサとの直列共振周波数が前記伝送帯域内となる前記リーケージインダクタンスと前記結合コンデンサとの値の組合せの範囲を第四の範囲とし、前記第一乃至前記第四の範囲を総て満足するように、前記トランス1及び25前記結合コンデンサC1を構成する。

又トランス 1 は、コア 1 a のギャップを、一次巻線の許容電流値と所望インダクタンスにより設定した構成とすることができる。又トランス 1 の一次巻線に電流制限抵抗を接続し、トランス 1 の送信用の二次巻線 N 2 にドライブ抵抗 R 2  
 5 a, R 2 b を介して送信回路 2 を接続し、トランス 1 の受信用の二次巻線 N 3 に終端抵抗 R 3 a, R 3 b を接続し、且つ受信回路 3 を接続した構成とすることができます。又トランス 1 の送信用の二次巻線 N 2 と一次巻線との巻数比 n : 1 の n  
 10 を 2 前後の値とし、受信用の二次巻線 N 3 と一次巻線との巻数比 m : 1 の m を、環境雑音レベルとフロアノイズレベルとがほぼ一致する値に設定した構成とすることができます。又トランス 1 のコア 1 a のギャップの設定によりインダクタンスを  $40 \mu H \pm 10 \mu H$  に設定した構成とすることができます。

## 15 図面の簡単な説明

図 1 は、本発明の一実施の形態の説明図である。

図 2 は、トランスの説明図である。

図 3 は、トランスのピン配置の説明図である。

図 4 は、バイファイラー巻線構成の説明図である。

20 図 5 は、コアのギャップと許容電流特性及びインダクタンス特性の説明図である。

図 6 は、コアのギャップと透磁率との関係説明図である。

図 7 は、インダクタンスと送信 THD との関係説明図である。

25 図 8 は、直流重畠特性の説明図である。

図9は、共振点の説明図である。

図10は、終端抵抗の選択説明図である。

図11は、本発明の他の実施の形態の説明図である。

図12は、本発明の更に他の実施の形態の説明図である。

5 図13は、本発明の更に他の実施の形態の説明図である。

### 発明を実施するための最良の形態

図1は、本発明の一実施の形態の説明図であり、1はトランス、1aはコア、N1a, N1bはバイファイラー巻線構成の一次巻線、N2は送信用の二次巻線、N3は受信用の二次巻線、2は送信回路、3は受信回路、C1は結合コンデンサ、R1a, R1bは電流制限抵抗、R2a, R2bはドライブ抵抗、R3a, R3bは終端抵抗、L1, L2は電力線を示す。

15 トランス1は、ギャップを形成したコアと、バイファイラー巻線構成の一次巻線N1a, N1bと、通常の巻線構成の二次巻線N2, N3とを有し、バイファイラー巻線構成の一端側を結合コンデンサC1を介して直列接続して一次巻線を構成している。なお、結合コンデンサC1と、一次巻線N1a, N1bとの間に電流制限抵抗R1a, R1bを接続しているが、この電流制限抵抗R1a, R1bは、電力線L1, L2側に接続することも可能であり、又何れか一方のみとすることも可能である。

25 又送信回路2と送信用の二次巻線N2との間にドライブ抵抗R2a, R2bを接続し、受信用の二次巻線N3に受信回

路 3 を接続すると共に、終端抵抗 R 3 a, R 3 b を接続する。即ち、二次巻線 N 3 を終端抵抗 R 3 a, R 3 b によって終端して、受信回路 3 を接続する。従って、送信用の二次巻線 N 2 と、受信用の二次巻線 N 3 とは直流的には分離された接続構成となる。

図 2 はトランスの説明図であり、一部を切り欠いて示すもので、コア 1 a の中心のコア中脚 1 b にギャップ 1 c を形成し、このコア中脚 1 b に受信用の二次巻線 N 3 を巻回し、その上にバイファイラー巻線構成の一次巻線 N 1 を 1 層構成で巻回し、その上に送信用の二次巻線 N 2 を巻回した構成を有するもので、1 d はボビン、1 e は外装テープ、1 f は接続ピンを示す。即ち、一次巻線 N 1 を上下に挟むように、二次巻線 N 2, N 3 を形成してリーケージインダクタンスを小さくしている。なお、一次巻線 N 1 は、一部断面を拡大表示しているように、白円と黒円とにより 2 本平行で巻回したバイファイラー巻線構成を示している。このバイファイラー巻線構成の一端を少なくとも結合コンデンサ C 1 を介して直列接続して、電力線 L 1, L 2 に接続する一次巻線とするものである。

又コア中脚 1 b は、断面形状が円形の場合を図示しているが、他の形状とすることも可能である。なお、断面形状が円形の場合、4 角形等の断面形状の場合に比較して、巻線の巻回が容易である。又ギャップ 1 c は、コア中脚 1 b を 2 分割するように、コア中脚 1 に対して垂直方向に形成した場合を示しているが、ギャップ 1 c は、図示位置から左右の何れか

の方向の位置に形成することもできる。又ギャップ 1 c を構成する対向断面形状は、コア中脚 1 b の軸方向に対して垂直の断面とした形状以外の形状、例えば、斜めの断面とすることもできる。又ギャップ 1 c に合成樹脂等の非磁性体材料を  
5 注入して、断面を対向させたコア中脚 1 b を固定することもできる。なお、対地間平衡度等を考慮すると、ギャップ 1 c は、図示のように、コア中脚 1 b の中間部分に形成することが望ましいものである。

図 3 はトランスのピン配置の説明図であり、(A) は一次  
10 卷線 N 1 a, N 1 b と二次卷線 N 2, N 3 に対する接続ピン 1 f (図 2 参照) のピン番号を示し、一次卷線は、バイファイラー卷線構成で 7 T (ターン) とし、前述のように、直列接続構成とするから、合計で 14 T の一次卷線となる。又送信用の二次卷線 N 2 は 28 T、受信用の二次卷線 N 3 は 1  
15 40 T とした場合を示す。又図 3 の (B) はトランスを上から見た場合の黒丸で示す一番ピン表示を基に、五番ピンまで  
が矢印方向に配列され、又 6 番ピンから 10 番ピンまでが矢印方向に配列されて、トランスの各卷線に接続する為の各接  
続ピン 1 f (図 2 参照) の位置を識別できることを示してい  
20 る。

図 4 はバイファイラー卷線構成の説明図であり、(A) は  
、パラレルバイファイラー巻きとした通常の一次卷線を示し  
、(B) は、シリアルバイファイラー巻とした本発明の実施の  
形態に適用する一次卷線の接続構成を示す。又 C 1 は結合コ  
25 ヌデンサ、R は電流制限抵抗を示す。パラレルバイファイ

一巻きは、図4の(A)に示すように、2本の芯線を1本の芯線と同様に巻回した構成であり、これに対して、シリアルバイファラ一巻きは、2本の芯線の両端を開放とし、結合コンデンサC1を介して、又は電流制限抵抗Rを含めて各芯線を直列接続して、電力線L1, L2に接続することになる。

又一般の通信用トランスに於いては、トランスのコアの透磁率 $\mu$ を12000程度の高透磁率のものを使用する場合が多いが、このようなコアは高価である。そこで、比較的安価な透磁率 $\mu$ が4000程度のコアを使用することができる。

又コア1aの大きさとして例えば、 $20 \times 20 \times 16$  (mm) (タイプA) と、 $15 \times 15 \times 14$  (mm) (タイプB) と、 $8 \times 10 \times 11$  (mm) (タイプC) の中から選択する場合、タイプAは約3A程度のドライブ電流とすることができるが、線間容量が約100pF程度の大きさとなる。又タイプBは、約1.4A程度のドライブ電流ととることができ、又線間容量は約50pF以下程度である。又タイプCは、約0.4A程度のドライブ電流ととことができ、線間容量は約14pF以下程度である。従って、電流ドライブ条件と体積と線間容量とを考慮すると、前述の場合は、タイプBが望ましいことになる。

又一般の通信用のトランスは、前述のように、高透磁率のコアを用い、且つギャップのないものが使用される。これに対して、本発明に於けるトランス1は、コア1aにギャップ1cを形成するものである。図5の(A)は、コア1aの透磁率を4000とし、寸法は、前述のタイプBを用いた場合

のコア 1 a のギャップ Gap (mm) に対する許容電流 I (A) 特性を示し、同図の (B) はコア 1 a のギャップ Gap (mm) に対するインダクタンス L ( $\mu$ H) 特性を示す。

低い周波数帯域に於ける送信 THD (Total Harmonic Distortion) や雑音 THD を考慮すると、電力線に接続するトランスの一次側のインダクタンスはできるだけ大きいことが望ましい。これは、インダクタンスが小さいと、低い周波数帯域に於いては、インピーダンスが小さくなるから、巻線に流れる電流量が増大して、THD 特性が劣化する。

図 7 は、周波数 24 kHz, 48 kHz, 96 kHz, 192 kHz, 384 kHz に於けるトランスのインダクタンス ( $\mu$ H) と送信 THD (dB) との関係を示す。インダクタンスが 10  $\mu$ H 程度の小さい値の場合は、低い周波数帯域に於ける送信 THD 特性が著しく劣化する。従って、インダクタンスは或る程度以上の値であることが必要であり、送信 THD を 50 dB 以上とする為には、インダクタンスは 40  $\mu$ H 以上が必要となる。

又図 8 は、インダクタンスが 10  $\mu$ H と、20  $\mu$ H と、40  $\mu$ H とに於ける直流重疊特性の説明図であり、巻数 T、即ち、インダクタンス (巻数 T の二乗に比例) を増大させると、飽和電流値が急速に減少することになり、電力線搬送用としては、或る程度以上の直流重疊特性が得られることが必要である。具体的には、1. 4 A 程度の直流重疊に耐えるトランスであることが要求されている。従って、約 40  $\mu$ H 以下

のインダクタンスであることが必要となる。

前述のように、トランスの巻線の巻数を増大することによりインダクタンスは増大し、図7に示すように、送信THD特性は良好となるが、図8に示すように、直流重畠特性は劣化する。従って、インダクタンスには最適値が存在し、前述の条件の場合には、製造時の特性の偏差を約25%とする  
5 と、 $40\ \mu H \pm 10\ \mu H$ 程度が最適となる。

図6は、コア1aの透磁率とギャップとの関係を示し、横軸はインダクタンス ( $\mu H$ )、縦軸は飽和電流値 (A) を示  
10 し、GAP小、GAP大は、コア1aのギャップ1cの大小を示し、 $\mu$ 小は、透磁率=4000、 $\mu$ 大は、透磁率=12000の場合を示す。従って、コア1aのギャップ1cによるインダクタンス及び飽和電流値特性に対する影響は大きいが、透磁率 $\mu$ の大小には余り影響がないことが判る。従って  
15 、比較的安価な $\mu=4000$ 程度のコアを用いることができ、所望の特性はギャップの設定で得ることができる。

即ち、コア1aのギャップ1cを大きくすると、図5の(A)に示すように、許容電流は増加するが、図5の(B)に示すように、インダクタンスは減少する。例えば、許容電流を1.4A程度とすると、コア1aのギャップ1cは、0.12mm程度となり、その時のインダクタンスは $40\ \mu H$ 程度となる。従って、製造上の精度のばらつきは、通常 $\pm 25\%$ 程度であるから、コア1aのギャップ1cの大きさにより、インダクタンスを $40\ \mu H \pm 10\ \mu H$ の範囲に設定する。  
20

図9は共振点の説明図であり、横軸は周波数 f (kHz)

、縦軸はインピーダンス  $Z_{in}$  を示し、送受二次側（二次巻線 N<sub>2</sub>, N<sub>3</sub> 側）から回線一次側（一次巻線 N<sub>1</sub> 側）をみたインピーダンス曲線について、一次側インダクタンスと結合コンデンサとの直列共振点が 100 kHz 以下の周波数にあり、又リーケージインダクタンスと結合コンデンサとの直列共振点が、100 kHz 以上の周波数にある場合を示す。

リーケージインダクタンスと結合コンデンサとの直列共振周波数は、伝送帯域、例えば、150 kHz ~ 450 kHz 内に存在するように構成して、送信時のドライブ電流のピーク点を伝送帯域内とすることにより、電力線に対して効率の良い信号注入特性を得ることができる。又回線一次側インダクタンスと結合コンデンサとの直列共振点に於いては、群遅延特性が劣化するから、一般的には、伝送帯域外、例えば、150 kHz 以下に存在するように設定する。

例えば、前述の伝送帯域の中心周波数は 300 kHz となるから、充分な群遅延特性を得る為には、回線一次側インダクタンスと結合コンデンサとの直列共振周波数は 30 kHz 程度以下となるよう設定する。即ち、リーケージインダクタンスの値と、回線一次側インダクタンスの値とは約 100 倍程度以上の差が生じるように設定することが望ましいことになる。このように、リーケージインダクタンスを小さくする為に、図 2 に示すように、一次巻線 N<sub>1</sub> を送信用の二次巻線 N<sub>2</sub> と受信用の二次巻線 N<sub>3</sub> とにより挟み込むサンドイッチ構成とする。

又トランス 1 の一次巻線 N<sub>1</sub> と送信用の二次巻線 N<sub>2</sub> と受

信用の二次巻線N 3との巻数比について、送信用の二次巻線N 2の巻数：一次巻線N 1の巻数 = n : 1 とすると、巻数比nを大きくする程、低インピーダンスドライブが可能となるが、それに伴って直流抵抗も増大するから、送信側の伝達損失が増加する。反対に巻数比nを小さくすると、送信の低インピーダンスドライブの実現が困難となる。従って、この巻数比nには最適値が存在する。シミュレーション結果、n = 2が最適値となった。前述のタイプBのコアを用いた場合、一次巻線の巻数を14T（バイファイラー巻7T）とすると  
 10 送信用の二次巻線N 2の巻数は28Tとなる。

又受信用の二次巻線については、一次巻線N 1の巻数：受信用の二次巻線N 3の巻数 = 1 : m とすると、巻数比mを大きくする程、微小振幅信号の受信が可能となるが、同時に巻数比mの増大に伴うQの増大により伝送帯域が狭くなる。又  
 15 巷数比mの増大に伴って直流抵抗が増大し、受信側の伝達損失が増大する。更に環境雑音レベルの最小値、更に装置側フロアノイズの実力値が或る程度の実現可能な範囲とすれば、必要以上の巻数比mの増大は不必要である。

そこで、回線側の環境雑音レベルと、装置側のフロアノイズレベルとを基に受信用の二次巻線N 3の巻数比mの最小値を求める。環境雑音レベルの評価基準は、ITU-T (International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector; 国際電気通信連合の電気通信標準化部門) では、-140dBm/H

$z$ , @ 50 Ωと定められている。

電力線搬送用モデムとしての最大許容入力電圧を 6.2 V p.p とし、16 ビットの高精度 A/D 変換器でサンプリングして、受信した信号をデジタル化し、その時のサンプリング周波数は 1.536 MHz とすると、最大許容レベル P は、

$$\begin{aligned} P &= 6.2 \text{ (V p.p)} \\ &= 20 \log (6.2 / 0.223606797) \\ &= +28.86 \text{ (dBm)} \quad \dots \quad (1) \end{aligned}$$

となる。

又量子化ノイズ L は、

$$L = 6 \times 16 \text{ (ビット)} + 1.8 = 97.8 \text{ (dB)} \quad \dots \quad (2)$$

従って、フロアノイズレベル F は、

$$\begin{aligned} F &= +28.86 \text{ (dBm)} - 97.8 \text{ (dB)} \\ &= -68.94 \text{ dB} \quad \dots \quad (3) \end{aligned}$$

となる。

一方、サンプリング周波数 S は、1.536 MHz であるから、有効帯域幅は半分の 768 kHz となる。従って、帯域換算値 H は、

$$\begin{aligned} H &= 10 \log (1 / 768000 \text{ (Hz)}) \\ &= -58.85 \text{ (dB)} \quad \dots \quad (4) \end{aligned}$$

1 Hz 当たりのフロアノイズレベル f は、

$$\begin{aligned} f &= -68.94 - 58.85 \\ &= -127.79 \text{ (dBm/Hz)} \quad \dots \quad (5) \end{aligned}$$

となる。

又電流制限抵抗  $R_{1a}$ ,  $R_{1b}$  を含むから最大  $6 \text{ dB}$  の損失がある。又トランス 1 の直流抵抗分に伴う損失も最大  $1 \text{ dB}$  程度を見込む必要がある。従って、装置側のフロアノイズレベルと回線側の環境雑音レベル  $-140 \text{ dBm/Hz}$  を一致させるためのゲイン  $G$  は、

$$\begin{aligned} G &= -127.79 - (-140.00) + 6 + 1 \\ &= 19.21 (\text{dB}) \\ &= 9.13 (\text{巻数比 } m) \end{aligned} \quad \dots \quad (6)$$

従って、受信用の二次巻線についての巻数比  $m$  は、 $9.13$  以上とすれば良いことが判り、整数として  $m = 10$  とすることができる。前述のように、一次巻線の巻数を  $14T$  とすると、受信用の二次巻線  $N_3$  の巻数は  $140T$  となる。

前述のように、送信用の二次巻線  $N_2$  と一次巻線との巻数比  $n : 1$  の  $n$  の値を、伝達損失が小となる範囲で 1 より大なる値、例えば、 $n = 1 \sim 3$  程度の範囲に於いて、2 に最適化設定し、一次巻線と受信用の二次巻線  $N_3$  との巻数比  $1 : m$  の  $m$  の値を 1 より大で、回線側の環境雑音レベルの最小値が受信側の回路のフロアノイズレベル以上となるように、 $m$  の値を、例えば、 $10$  に最適化設定する。

又電流制限抵抗  $R_{1a}$ ,  $R_{1b}$  と、ドライブ抵抗  $R_{2a}$ ,  $R_{2b}$  と、終端抵抗  $R_{3a}$ ,  $R_{3b}$  について設定するものであるが、電力線搬送用モデムに於いては、できるだけ低インピーダンスでドライブすることが要望されている。即ち、ドライバとしての最大の能力を發揮できるように、ドライブ抵抗は最小の値、例えば、約  $6 \Omega$  とする。従って、送信用の

二次巻線N2の両端にそれぞれ接続するドライブ抵抗R2a, R2bはそれぞれ3Ωとする。

又受信用の二次巻線N3に接続する終端抵抗R3a, R3bは、受信特性の平坦性に影響を及ぼすものであり、図10  
5に示すように、500Ωから2.5kΩの間について周波数10kHz～10MHzの帯域についてみると、1kΩ程度の場合の平坦性が良好となる。

又一次巻線に接続する電流制限抵抗については、その抵抗値を大きくすると、巻線の短絡状態に於いても耐えられると  
10共に大振幅雑音電流にも耐えることが可能となるが、注入信号電力が減少し、更に受信側への伝達特性も劣化する。従つて、約0.6Ω程度がシミュレーション結果良好であった。  
この場合、図1に示す電流制限抵抗R1a=0.3Ω, R1b=0.3Ωとして、合計で0.6Ωとして、平衡性を維持  
15することができる。

前述のように、トランス1のコア1aのギャップ1cの設定と、一次巻線と送信用の二次巻線N2と受信用の二次巻線N3との巻数比の設定と、結合コンデンサC1とによる直列共振周波数の設定と、電流制限抵抗R1a, R1bとドライブ抵抗R2a, R2bと終端抵抗R3a, R3bとの設定と  
20を行うことにより、回線の負荷インピーダンスが完全オープン状態から完全ショート状態までの大きな変動が生じた場合でも、送信側では良好な送信THD特性を維持して、大電流ドライブを可能とし、受信側では、良好な雑音THDのもと  
25で、受信振幅特性の平坦性を維持することができる。

- 又トランス 1 と結合コンデンサ C 1 との関係について、トランス 1 を介して伝送する信号帯域の低い周波数帯域に於ける送信信号歪特性（送信 THD 特性）及び雑音歪特性（雑音 THD 特性）を満足できる充分に大きなインダクタンス、例えば、送信信号歪特性及び雑音歪特性が 20 dB 以上となるインダクタンスの範囲を第一の範囲とし、大電流ドライブ及び大振幅雑音電流に耐えることができる充分に小さいインダクタンス、例えば、100 mA 以上の大電流ドライブ及び大振幅雑音電流となるインダクタンスの範囲を第二の範囲とし、トランス 1 の一次巻線によるインダクタンスと結合コンデンサ C 1 との直列共振周波数が、信号の伝送帯域より低い周波数となる充分に大きなインダクタンスと結合コンデンサ C 1 との値の組合せの範囲を第三の範囲とし、トランス 1 のリーケージインダクタンスと結合コンデンサ C 1 との直列共振周波数が、伝送帯域内となるリーケージインダクタンスと結合コンデンサ C 1 との値の組合せの範囲を第四の範囲とし、第一乃至前記第四の範囲を総て満たすように、コアのギャップの大きさ等を含むトランスの構成と結合コンデンサ C 1 の容量とを設定する。
- 前述のように、トランス 1 のコア 1 a を、透磁率  $\mu = 400$  で、 $15 \times 15 \times 14$  (mm) 程度の小型のコアを用い、一次巻線を 1 層構成でバイファイラー巻線構成且つ結合コンデンサ C 1 を介して直列接続構成とし、一次巻線の巻数を 14 T (バイファイラー巻 7 T) 、送信用の二次巻線 N 2 の巻数を 28 T 、受信用の二次巻線 N 3 の巻数を 140 T とし

て、一次巻線を送信用の二次巻線N2と受信用の二次巻線N3により挟み込むようにサンドイッチ構成で設け、又コア1aのギャップ1cを0.12mm程度としてインダクタンス値を40 $\mu$ H程度とし、結合コンデンサC1を0.47 $\mu$ F程度とし、電流制限抵抗R1a, R1bの合成抵抗値を0.6Ω、ドライブ抵抗R2a, R2bの合成抵抗値を6Ω、終端抵抗R3a, R3bの合成抵抗値を1kΩに設定した。

この具体的な実施の形態のモデル結合回路により、トランジスタ1の一次側では、1.43Aに耐えることができ、又線間容量は22.9pF～39pF、送信対地間平衡度は67.2dB以上、受信対地間平衡度は57.3dB以上、送信THDは10Ω終端時で57.2dB以上、0.1Ω+0.7 $\mu$ H終端時で51.5dB以上、雑音THDは0～50kHz帯域内で+25.7dBm、50kHz～450kHz帯域内で+23.5dBm、ドライブ電流のピーク値の周波数は173kHz、群遅延特性は0.1Ω+0.7 $\mu$ H終端時で2.83μs、ドライブインダクタンスは1.6Ω、最大受信レベルは-1.4dBm/kHz、最小受信レベルは-99.1dBm/kHz（所要S/N=15dB時に於いて）、振幅特性は、0.1Ω+0.7 $\mu$ H終端時に帯域内偏差値で4.65dBの特性が得られた。

図11は、本発明の他の実施の形態の説明図であり、図1と同一符号は同一部分を示す。この実施の形態は、トランジスタ1の一次巻線に接続する電流制限抵抗R1a, R1bを電力線L1, L2側に接続した構成に相当する。即ち、電流制限

抵抗  $R_{1a}$ ,  $R_{1b}$  は、電力線  $L_1$ ,  $L_2$  からの大振幅雑音電流等を制限する為のものであるから、電力線  $L_1$ ,  $L_2$  に対する接続端子間に電流制限抵抗が接続された構成であれば、図 1 又は図 11 の何れの構成でも電流制限を行うことができる。

図 12 は、本発明の更に他の実施の形態の説明図であり、図 1 と同一符号は同一部分を示し、 $R_1$  は電流制限抵抗であつて、バイファイラー巻線構成の一方の一次巻線  $N_{1a}$  と結合コンデンサ  $C_1$  との間に接続した場合を示し、又図 13 は、バイファイラー巻線構成の他方の一次巻線  $N_{1b}$  と結合コンデンサ  $C_1$  との間に接続した場合を示す。これらの実施の形態に於いては、1 個の電流制限抵抗  $R_1$  を用いるもので、構成を簡素化することができる。なお、平衡度については図 1 又は図 11 に示す構成の方が良好である。

前述のように、トランス 1 のコア  $1a$  にギャップ  $1c$  を形成して大電流に耐えるトランス構造とし、このトランス 1 の回線側の一次巻線を、1 層のバイファイラー巻きとし、且つシリアル接続とするシリアルバイファイラー巻線構成とし、このバイファイラー巻線構成のシリアル接続点に結合コンデンサ  $C_1$  を接続し、トランスから見た送受および回線側の負荷回路を全てバランス設計とすることができるから、結合コンデンサ  $C_1$  の偏差が大の場合でも、優れた対地間平衡度を確保し、送信側ではコモンモード漏洩電流低減による不要な漏洩電磁界の最小化を行い、受信側ではコモンモードノイズに対する耐力を飛躍的に向上させることができる。

又トランス 1 の送信用の二次巻線 N 2 には送信回路 2 を接続し、受信用の二次巻線 N 3 には受信回路 3 を接続して、それらの二次巻線 N 2, N 3 を直流的に分離し、又一次側巻線を二次巻線 N 2, N 3 で挟み込むサンドイッチ構造として、

- 5 リーケージインダクタンスを最小化し、回線一次側インダクタンスの値と結合コンデンサ C 1 の値を最適化することにより、送信側では大電流ドライブを可能とし、受信側では、良好な伝送特性を実現することができる。

又一次巻線に電流制限抵抗を接続し、送信側では受信側を 10 又受信側では送信側をお互いの負荷に見立てることで、回線の大幅な負荷変動に耐えることができる。又低い周波数帯での送信 THD 特性及び雑音 THD 特性が 25 dB となるような大きなインダクタンスの範囲を第一の範囲とし、100 mA 以上の大電流ドライブ及び大振幅雑音電流に耐えること 15 ができる小さなインダクタンスの範囲を第二の範囲とし、一次側のインダクタンスと結合コンデンサ C 1 との直列共振周波数が、伝送帯域より低い周波数帯域となるようなインダクタンス値と結合コンデンサ値との組み合わせの範囲を第三の範囲とし、トランスのリーケージインダクタンスと結合コン 20 デンサ C 1 との直列共振周波数が伝送帯域内となるようなりーケージインダクタンス値と結合コンデンサ値との組み合わせの範囲を第四の範囲として、第一乃至第四の範囲のアンド条件に従ったインダクタンス値及び結合コンデンサ値を選択する。例えば、インダクタンス値を  $40 \mu H$ 、結合コンデンサ値を  $0.47 \mu F$  に設定することができる。それにより、 25

送信側では、電流ピーク点を伝送帯域内に持つ良好な送信THD特性での大電流ドライブを実現し、受信側では、良好な雑音THD特性並びに良好な群遅延特性での受信特性を実現することができる。

- 5 本発明は、前述の各実施の形態にのみ限定されるものではなく、種々付加変更することが可能であり、トランス1のコア1aの透磁率 $\mu$ 、コア中脚1bのギャップ1cの位置並びにその形状、一次巻線と二次巻線N2、N3との巻数比等も実施の形態の数値以外の値とすることができるものである。
- 10 又本発明は、10kHz～450kHz帯への適用ばかりでなく、1.7MHz～30MHz帯等の高周波帶用のトランスとして、定数変更により対応可能であることは言うまでもない。

## 15 産業上の利用可能性

以上説明したように、本発明は、電力線搬送用モデムの送信回路2と受信回路3と電力線L1、L2とを結合する電力線搬送用モデム結合回路に於いて、トランス1のコア1aにギャップを形成して、所望のインダクタンスを有する構成とし、又電力線L1、L2に接続する一次巻線を1層構成のバイファイラー巻線構成とし、且つ結合コンデンサC1を介して直列接続構成とし、この一次巻線を挟み込むように、送信用の二次巻線N2と受信用の二次巻線N3とを設けてリーケージインダクタンスを小さくして、結合コンデンサC1を含む最適化により、この結合コンデンサC1の偏差が例えば士

20 % 程度の場合でも、対地間平衡度を、例えば、送信側では約 70 dB 程度、受信側では約 60 dB 程度を確保し、送信側のコモンモード漏洩電流低減による不要な漏洩電磁界の最小化を達成し、受信側ではコモンモードノイズに対する耐力を飛躍的に向上することができた。

又本発明によれば、送信側で、例えば、1.4 A 程度の大電流ドライブを可能とし、受信側では、例えば、群遅延特性  $3 \mu s$  以下、帯域内振幅特性 5 dB 以下の良好な伝送特性を得ることができた。又トランス 1 の一次巻線に、電流制限抵抗を接続することにより、送信側では受信側を、又受信側では送信側を互いに等価的な負荷として動作し、回線の大幅な負荷変動に対しても安定な動作を可能とすることができる。

又結合コンデンサ C 1 等を含むパラメータの最適化により、送信側では、電流ピーク点を伝送帯域内として、例えば、60 dB 程度の良好な送信 THD 特性で、且つ約 1.4 A 程度の大電流ドライブを可能とし、例えば、 $3 \mu s$  以下の群遅延特性の受信特性を実現することができた。又送信側は低インダクタンスドライブを可能とし、受信側は巻数比  $m$  を例えば 10 程度とすることにより、例えば、-99.1 dBm/kHz (所要  $S/N = 15$  dB 時) 程度の微小振幅の受信信号に対しても受信処理可能とすることができた。又受信用の二次巻線 N 3 に終端抵抗を接続して、例えば、約 60 dB 程度の雑音 THD のもとで、受信振幅特性の例えば 5 dB 以下の平坦化を図ることができた。

## 請求の範囲

1. 電力線に接続してデータの送受信を行う為の電力線搬送用モデム結合回路に於いて、

ギャップを形成したコアと、該コアにバイファイラー巻線を1層構成として設けた一次巻線と、該1層構成の一次巻線を上下に挟み込むように設けた送信用と受信用との二次巻線とを有するトランスと、

前記電力線に他端を接続する前記バイファイラー巻線構成の一次巻線をシリアル接続構成とするように該バイファイラー巻線の他端の前記一次巻線の中点に接続した結合コンデンサと、

前記バイファイラー巻線構成の一次巻線に接続した電流制限抵抗と

を備えたことを特徴とする電力線搬送用モデム結合回路。

15 2. 前記トランスを介して伝送する信号帯域の低い周波数帯域に於ける送信信号歪特性及び雑音歪特性を満足できる充分に大きなインダクタンスの範囲を第一の範囲とし、大電流ドライブ及び大振幅雑音電流に耐えることができる充分に小さいインダクタンスの範囲を第二の範囲とし、前記トランスの一次巻線によるインダクタンスと前記結合コンデンサとの直列共振周波数が、信号の伝送帯域外の低い周波数となる充分に大きなインダクタンスと結合コンデンサとの値の組合せの範囲を第三の範囲とし、前記トランスのリーケージインダクタンスと前記結合コンデンサとの直列共振周波数が前記伝送帯域内となる前記リーケージインダクタンスと前記結合コン

デンサとの値の組合せの範囲を第四の範囲とし、前記第一乃至前記第四の範囲を総て満足するように、前記トランス及び前記結合コンデンサを構成したことを特徴とする請求項1記載の電力線搬送用モデム結合回路。

- 5 3. 前記トランスを介して伝送する信号帯域の低い周波数帯域に於ける送信信号歪特性及び雑音歪特性が20dB以上となるインダクタンスの範囲を第一の範囲とし、100mA以上の大電流ドライブ及び大振幅雑音電流に耐えることができるインダクタンスの範囲を第二の範囲とし、前記トランスの
- 10 一次巻線によるインダクタンスと前記結合コンデンサによる直列共振周波数が、信号の伝送帯域より低い周波数となるインダクタンスと結合コンデンサとの値の組合せの範囲を第三の範囲とし、前記トランスのリーケージインダクタンスと前記結合コンデンサとの直列共振周波数が前記伝送帯域内となる前記リーケージインダクタンスと前記結合コンデンサとの値の組合せの範囲を第四の範囲とし、前記第一乃至前記第四の範囲を総て満足するように、前記トランスのコアとギャップ及び巻線を選定し、且つ前記結合コンデンサの値を選定して構成したことを特徴とする請求項1記載の電力線搬送用
- 15 モデム結合回路。
- 20 4. 前記トランスは、前記コアのギャップを、前記一次巻線の許容電流値と、送信信号歪特性及び雑音歪特性を20dB以上となる範囲のインダクタンスとにより設定した構成を有することを特徴とする請求項1記載の電力線搬送用モデム結合回路。

5. 前記トランスの一次巻線に電流制限抵抗を接続し、該トランスの送信用の二次巻線にドライブ抵抗を介して送信回路を接続し、該トランスの受信用の二次巻線に終端抵抗を接続し、且つ該受信用の二次巻線に受信回路を接続した構成を有することを特徴とする請求項1記載の電力線搬送用モデム結合回路。
6. 前記トランスの前記送信用の二次巻線と前記一次巻線との巻数比 $n : 1$ の $n$ を2前後の値とし、前記受信用の二次巻線と前記一次巻線との巻数比 $m : 1$ の $m$ を、環境雑音レベルとフロアノイズレベルとがほぼ一致する値に設定したことを特徴とする請求項1記載の電力線搬送用モデム結合回路。
7. 前記トランスは、前記コアのギャップの設定により、該トランスのインダクタンスを $40 \mu H \pm 10 \mu H$ に設定した構成を有することを特徴とする請求項1記載の電力線搬送用モデム結合回路。

## 要約書

ギャップを形成したコア 1 a と、このコア 1 a に電力線 L 1, L 2 と接続するバイファイラー巻線を 1 層構成として設けた一次巻線 N 1 a, N 1 b と、この 1 層構成の一次巻線と  
5 サンドイッチ構成とした送信回路 2 に接続した二次巻線 N 2 と、受信回路 3 に接続した二次巻線 N 3 とを有するトランス  
1 と、電力線 L 1, L 2 側と接続しない方の端子の一次巻線  
の中点に接続した結合コンデンサ C 1 と、バイファイラー巻  
線構成の一次巻線 N 1 a, N 1 b に接続した電流制限抵抗 R  
10 1 a, R 1 b と、送信用の二次巻線 N 2 に接続したドライブ  
抵抗 R 2 a, R 2 b と、受信用の二次巻線 N 3 に接続した終  
端抵抗 R 3 a, R 3 b とを備えたモデム結合回路である。